

2007 P 8772



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND

⑫ Off nlegungsschrift  
⑩ DE 42 31 954 A 1

⑤① Int. Cl. 5:  
F 02 P 3/05 33



DEUTSCHES  
PATENTAMT

②① Aktenzeichen: P 42 31 954.4  
②② Anmeld tag: 24. 9. 92  
④③ Offenlegungstag: 31. 3. 94

DE 42 31 954 A 1

⑦① Anmelder:

TEMIC TELEFUNKEN microelectronic GmbH, 74072  
Heilbronn, DE; Volkswagen AG, 38440 Wolfsburg,  
DE

⑦② Erfinder:

Rodenheber, Rainer, 7100 Heilbronn, DE; Niemetz,  
Lienhard, 8540 Rednitzhembach, DE; Stiller, Armin,  
3300 Braunschweig, DE; Kriegel, Dieter, Dipl.-Ing.,  
3174 Grassel, DE; Schwencke, Dietmar, Dipl.-Ing.,  
3300 Braunschweig, DE; Knoke, Manfred, Dipl.-Ing.,  
3180 Wolfsburg, DE; Dreher, Helmut, Dipl.-Ing., 3174  
Meine, DE

⑤⑥ Entgegenhaltungen:

DE	41 05 399 A1
DE	38 00 932 A1
DE	28 25 830 A1
DE	27 29 170 A1
EP	02 81 528 A1

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Zündenergiesteuerung für Brennkraftmaschinen

⑤⑦ Die Erfindung betrifft eine Zündenergiesteuerung für  
Brennkraftmaschinen mit einer den Primärspulenstrom  
schaltenden Zündendstufe und einem Mikrocomputer, wo-  
bei auf der die Zündendstufe und die Ansteuerstufe verbind-  
enden Steuerleitung den Maximalwert des durch die  
Primärwicklung der Zündspule fließenden Primärspulenstro-  
mes bestimmende Pegel anliegen.

DE 42 31 954 A 1

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Steuerung der Zündenergie einer Zündspule einer Brennkraftmaschine, wobei eine den Primärspulenstrom ein- und ausschaltende Endstufe über eine Steuerleitung mit einer Ansteuerschaltung eines Mikroprozessors verbunden ist.

Ein Konzept für Brennkraftmaschinen, bei dem die Leistungszündendstufe zum Verbraucher, also der Zündspule, ausgelagert ist, ist in dem Artikel "Neue Treibergeneration für KFZ-Zündsysteme" aus der Zeitschrift "Elektronik" 19/1991, Seiten 58—62 bekannt. Vorteil der Trennung von Ansteuereinheit, meistens ein Mikroprozessor, und der verlustleistungsbehaftenden Endstufe ist die Vermeidung von unerwünschten Wechselwirkungen zwischen dem Mikroprozessor und der Endstufe.

Nachteilig ist hierbei, daß die Kommunikation zwischen dem Mikroprozessor und der Zündendstufe wegen der längeren Distanz der üblicherweise im Fahrgastinneren angesiedelten Ansteuereinheit und der im Motorraum befindlichen Zündendstufe erschwert wird. Die Ansteuereinheit und die Zündendstufen werden mit je einer Leitung verbunden, über die digitale Signale zur Endstufe geleitet werden, welche wiederum den Primärspulenstrom ein- und ausschalten. Bei diesem Verfahren werden sowohl die Stromflußzeit über das Tastverhältnis als auch der Zündzeitpunkt durch eine H/L-Flanke vom Mikroprozessor vorgegeben. Rückmeldeinformationen von der Zündendstufe zum Mikroprozessor, etwa über den aktuell erreichten Spulenstrom, die für eine optimale Ansteuerung sinnvoll sind, werden entweder gar nicht oder über separate Datenleitungen, welche kostenträchtig und EMV-gefährdet sind, übertragen.

An zukünftige Kfz-Zündsysteme werden u. a. aufgrund der sich wandelnden Gesetzgebung im Bereich der Umweltpolitik erhöhte Anforderungen gestellt. So wird von der Kfz-Industrie auch über additive Spezialfunktionen der Zündendstufe, die der Systemoptimierung dienen könnten, nachgedacht. Hierzu gehört die Beeinflussung des maximalen Primärstromes der Zündspule durch den Mikroprozessor abhängig von speziellen Arbeitspunkten der Brennkraftmaschine.

Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht darin, das eingangs genannte Verfahren so weiterzubilden, daß über die Ansteuerleitung vom Mikroprozessor zur Endstufe zusätzliche Informationen zur Bestimmung der Höhe des Zündspulenprimärstromes verschlüsselt übertragen werden können.

Die Lösung dieser Aufgabe ist durch die kennzeichnenden Merkmale des Patentanspruches 1 gegeben.

Bei der erfindungsgemäßen Zündenergiesteuerung wird die Information über den Primärspulenstromendwert in unterschiedliche Spannungspegel eingebracht. Diese Codierung erfolgt über eine einfache Schnittstellschaltung auf der Ausgangsseite der Ansteuerschaltung, so daß auf der Steuerleitung zwischen der Ansteuerschaltung und der Zündendstufe eine digitale Rechteckspannung mit unterschiedlichen Pegeln anliegt. Diese Spannungspegel werden von der Endstufe mit geeigneten Auswertemitteln selektiert und in unterschiedliche Vorgaben für die in der Endstufe vorhandenen Steuermittel für den Primärspulenstrom umgesetzt.

Mit dieser Erfindung kann zum einen eine Zündenergiesteuerung und zum anderen eine Beeinflussung der in der Zündendstufe umgesetzten Verlustleistung realisiert werden. Hierbei wird ausgenutzt, daß die Zünd-

energie vom erreichten Wert des Primärspulenstromes unmittelbar vor der Zündungsauslösung abhängt. Vorteilhaft ist hierbei, die Möglichkeit Zündenergien gezielt über den von der Endstufe angeforderten Wert des Primärspulenstromes bedarfsabhängig anzubieten. Abhängig von aus im Mikroprozessor vorliegenden aktuellen Daten, wie z. B. Drehzahl, Batteriespannung, Motortemperatur usw. kann dort abgeleitet werden, ob z. B. ein Kaltstart mit hohem Zündenergiebedarf oder ein Normalbetrieb etwa während einer Autobahnfahrt mit geringerem Zündenergiebedarf vorliegt. Danach kann dann die dazu ausreichende Zündenergie durch den Mikroprozessor mittels der erfindungsgemäßen Vorwahl des Primärspulenstromes von der Endstufe abgefordert werden.

Gewöhnliche Zündsysteme sind normalerweise so ausgelegt, daß über ein hohes Zündenergieangebot, das einem hohen Wert des Primärspulenstromes entspricht, ein sicherer Kaltstart gewährleistet wird. Bei Normal- oder Heißbetrieb sind die hohen Werte des Primärspulenstromes aber unerwünscht, da die umgesetzte hohe Verlustleistung besonders bei hohen Umgebungstemperaturen im Zündsystem stört, weil dadurch erhöhte Anforderungen an den thermischen Aufbau der Zündendstufe gestellt sind. In diesem Betriebszustand würden daher geringere Zündenergien ausreichen, was darüber hinaus die Standzeit der stark belasteten Zündkerzen erheblich verlängern und kostenmäßige Vorteile nach sich ziehen würde. Mit der vorliegenden Erfindung wird die Anpassung des Primärspulenstromes an den Betriebszustand der Brennkraftmaschine ermöglicht.

Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind durch die Ansprüche 2 bis 6 gegeben.

Im folgenden soll die Erfindung anhand von Ausführungsbeispielen im Zusammenhang mit den Zeichnungen dargestellt und erläutert werden.

Es zeigen:

Fig. 1, 3 und 5 eine Schaltungsanordnung zur Realisierung der Schnittstelle Ansteuerschaltung/Endstufe gemäß der Erfindung,

Fig. 2, 4 und 6 Strom/Spannungsdiagramme zur Erläuterung der Funktionsweise der Schaltungsanordnungen gemäß den Fig. 1, 3 und 5,

Fig. 7 und 8 Schaltungsanordnungen zur Realisierung der Umschaltung des Primärspulenstromes gemäß der Erfindung,

Fig. 9 ein Spannungsdiagramm für die in der Schaltungsanordnung nach der Fig. 5 auftretenden Spannungspegel und -schwellen als Funktion der Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$ .

Nach Fig. 1 ist mit den Bezugszeichen 1 und 3 eine Zündendstufe und eine Ansteuerschaltung, die einen Mikroprozessor 2 aufweist, bezeichnet. Die genannten beiden Schaltungen sind über eine Steuerleitung 4 miteinander verbunden und werden jeweils über eine Leitung 5 mit der Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$  versorgt. Die Steuerleitung 4 ist ansteuerseitig wahlweise an eine Konstantstromquelle  $G_{11}$  und/oder eine weitere Konstantstromquelle  $G_{12}$  anschaltbar. Der Takt Ausgang des Mikroprozessors 2 steuert die Anschaltung der ersten Konstantstromquelle  $G_{11}$  und der Ausgang für die Vorwahl des Primärspulenstromes  $I_{\text{PR-VW}}$  steuert die Umschaltung der zweiten Konstantstromquelle  $G_{12}$ .

Die Zündendstufe 1 enthält einen Endstufentreiber-IC 1a, der einen Komparator  $K_1$  und einen Komparator  $K_2$  enthält. Die nicht-invertierenden Eingänge dieser beiden Komparatoren sind mit der Steuerleitung 4 verbunden. Ferner ist die Steuerleitung 4 endstufenseitig

über einen Widerstand  $R_1$  auf das Bezugspotential der Schaltung gelegt. Schließlich liefert eine Gleichspannungsquelle  $G_{U1}$  einen Spannungsschwellwert  $U_{S1}$  an den invertierenden Eingang des Komparators  $K_1$  und ebenso erzeugt eine Spannungsquelle  $G_{U2}$  einen Spannungsschwellwert  $U_{S2}$  für den invertierenden Eingang des Komparators  $K_2$ .

Im folgenden soll die Funktion der Schaltung anhand der Strom/Spannungsdiagramme nach Fig. 2 erläutert werden. Zur Erzeugung eines Binärsignals auf der Steuerleitung 4 gibt der Mikroprozessor 2 Taktsignale aus. Um zwei Einstellungen des Primärspulenstromes  $I_{PR}$  mittels des Mikroprozessors 2 vornehmen zu können, wird ein binäres Ansteuersignal mit zwei unterschiedlichen Spannungspegeln so generiert, daß zur Erzeugung eines ersten Spannungspegels  $U_{H1}$  vom Mikroprozessor 2 die Konstantstromquelle  $G_1$  mittels einer nicht näher beschriebenen Schaltung eingeschaltet wird. Dieser Strom fließt über den Arbeitswiderstand  $R_1$  auf der Endstufenseite nach dem Bezugspotential der Schaltung ab. An diesem Widerstand  $R_1$  entsteht der Spannungspegel  $U_{H1} = I_1 \cdot R_1$ . Ein zweiter Spannungspegel  $U_{H2}$  entsteht dadurch, indem vom Mikroprozessor 2 die zweite Konstantstromquelle  $G_2$  hinzugeschaltet wird. Somit entsteht der Spannungspegel  $U_{H2} = (I_1 + I_2) \cdot R_1$  an dem Widerstand  $R_1$ . Gemäß dem Spannungsdiagramm nach Fig. 2 liegt auf der Steuerleitung 4 ein Binärsignal mit zwei unterschiedlichen Signalthöhen an, wobei der erste Spannungspegel  $U_{H1}$  die Einstellung eines ersten Wertes des Primärspulenstromes und der zweite Spannungspegel  $U_{H2}$  die Einstellung eines zweiten Wertes des Primärspulenstromes bewirkt. Diese Spannungspegel sind unabhängig von der Batteriespannung  $U_{Batt}$ . Zur Erzeugung des zweiten Spannungspegels ist es auch möglich, die erste Konstantstromquelle  $G_1$  auszuschalten und dafür die zweite Konstantstromquelle  $G_2$  einzuschalten, die dann einen Strom  $I_2$  liefert, der sich von der ersten Konstantstromquelle  $G_1$  unterscheidet, beispielsweise kann der Strom  $I_2$  mit  $I_2 > I_1$  gewählt werden.

Die Komparatoren  $K_1$  und  $K_2$  werten das Signal auf der Steuerleitung derart aus, daß der Komparator  $K_1$  mit jeder L/H-Flanke des Binärsignals den Primärspulenstrom  $I_{PR}$  einschaltet und mit jeder H/L-Flanke den Primärspulenstrom  $I_{PR}$  ausschaltet und damit eine Zündung einleitet. Gemäß dem Spannungsdiagramm nach Fig. 2 liegt dies daran, daß der Spannungsschwellwert  $U_{S1}$ , der von der Gleichspannungsquelle  $G_{U1}$  erzeugt wird, kleiner ist als der erste Spannungspegel  $U_{H1}$ . Den entsprechenden Verlauf des Primärspulenstromes zeigt das Stromdiagramm nach Fig. 2. Hiernach erreicht der Endwert des Primärspulenstromes einen ersten Wert.

Liegt dagegen der zweite Spannungspegel  $U_{H2}$  auf der Steuerleitung an, so spricht der Komparator  $K_2$  an. Sein Ausgangssignal wird dazu verwendet, in einem in der Fig. 1 nicht dargestellten Begrenzungsregelkreis für den Primärspulenstrom, die Endwertvorgabe des Primärspulenstromes umzuschalten, so daß gemäß dem Stromdiagramm nach Fig. 2 ein zweiter Wert des Primärspulenstromes, der höher ist als der erste Wert, erreicht wird. Durch eine Inverterstufe kann natürlich auch die inverse Zuordnung realisiert werden. Da die Umschaltung des Primärspulenstromes vom Mikroprozessor 2 ausgelöst wird, wird von ihm gleichzeitig ein dem neuen Wert des Primärspulenstromes angepaßter Schließwinkel über das Tastverhältnis  $t_H/T$  mitausgegeben.

Die Schaltungsanordnung nach Fig. 3 zeigt eine andere

Möglichkeit der Erzeugung der beiden Spannungspegel  $U_{H1}$  und  $U_{H2}$ . Hierzu steuert der Taktoutput des Mikroprozessors 2 einen npn-Transistor  $T_1$  und der Ausgang für die Vorwahl des Primärspulenstromes  $I_{PR}$  einen weiteren npn-Transistor  $T_2$ . Die Kollektorelektrode des Transistors  $T_1$  ist direkt mit der Steuerleitung 4 verbunden. Der hierdurch gebildete Knoten führt über eine Zener-Diode  $Z$  zum Kollektoranschluß des zweiten Transistors  $T_2$ . Die Emitteranschlüsse der beiden Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  liegen jeweils auf dem Bezugspotential der Schaltung. Wird nun über den Mikroprozessor 2 der zweite Transistor  $T_2$  leitend und der Transistor  $T_1$  nichtleitend geschaltet, liegt der erste Spannungspegel  $U_{H1}$  an der Steuerleitung 4 an. Dieser Spannungspegel  $U_{H1}$  entspricht der Zener-Spannung  $U_Z$  der Zener-Diode  $Z$ , wobei der  $U_{CESAT}$ -Wert des Transistors  $T_2$  vernachlässigt wird (vgl. Spannungsdiagramm gemäß Fig. 4). Ist dagegen dieser zweite Transistor  $T_2$  nicht-leitend, so entspricht der zweite Spannungspegel  $U_{H2}$  der Batteriespannung  $U_{Batt}$ , also der logischen "1" des Binärsignals auf der Steuerleitung 4. Ansonsten entspricht die Funktion der Schaltung nach Fig. 3 derjenigen nach Fig. 1.

Die Fig. 5 zeigt ein weiteres Ausführungsbeispiel der Schnittstelle zwischen der Ansteuereinheit 3 und der Zündendstufe 1, die mit einer einzigen Steuerleitung 4 miteinander verbunden sind. Die Fig. 7 zeigt die zugehörige Schaltungsanordnung zur Umschaltung des Primärspulenstromes. Nach dieser Fig. 7 wird eine Reihenschaltung aus einer Zündspule  $Z_s$ , einem Darlington-Transistor  $T_D$  und einem Shunt-Widerstand  $R_s$  von einer Batteriespannung  $U_{Batt}$  versorgt. Der Darlington-Transistor  $T_D$  wird vom Ausgang des Komparators  $K_1$  angesteuert. Der hierdurch gebildete Knoten wird einerseits von einer Konstantstromquelle  $G_{I3}$  versorgt und ist andererseits mit dem Ausgang eines Komparators  $K_3$  verbunden. Der invertierende Eingang dieses Komparators  $K_3$  ist über einen Widerstand  $R_7$  an den Stromshunt  $R_s$  angeschlossen. Der Ausgang des Komparators  $K_2$  steuert einen npn-Transistor  $T_3$ , dessen Kollektor-Emitter-Strecke als Serienschaltung mit einem Widerstand  $R_8$  ebenfalls an den invertierenden Eingang des Komparators  $K_3$  angeschlossen ist. Schließlich ist der nicht-invertierende Eingang des Komparators  $K_3$  mit einer Gleichspannungsquelle  $G_{U3}$ , die eine Gleichspannung  $U_{S3}$  erzeugt, verbunden.

Im Zusammenhang mit den Fig. 5, 6 und 7 ergibt sich folgende Wirkungsweise der Vorwahl des Primärspulenstromes durch den Mikroprozessor bzw. der Umschaltung des Primärspulenstromes in der Zündendstufe 1:

Falls der Transistor  $T_1$  leitend geschaltet ist, liegt die Steuerleitung 4 auf Low-Potential. Da sowohl die Spannungsschwelle  $U_{S1}$  als auch die Spannungsschwelle  $U_{S2}$  über dem Null-Potential liegen, führen die Ausgänge der Komparatoren  $K_1$  und  $K_2$  ebenfalls Low-Potential. Nach Fig. 5 werden die beiden Spannungsschwellen  $U_{S1}$  und  $U_{S2}$  mittels drei Widerständen  $R_4$ ,  $R_5$  und  $R_6$  erzeugt. Das Low-Potential an den Ausgängen der beiden Komparatoren  $K_1$  und  $K_2$  führt nach Fig. 7 dazu, daß der Endstufentreiberstrom  $I_E$  der Konstantstromquelle  $G_{I3}$  vollständig über den Komparator  $K_1$  nach Massepotential abfließt. Folglich wird der Darlington-Transistor  $T_D$  nicht angesteuert und es fließt kein Primärspulenstrom  $I_{PR}$  (vgl. Fig. 6). Der Transistor  $T_3$  wird vom Ausgang des Komparators  $K_2$  nicht angesteuert.

Wird nun der Transistor  $T_2$  leitend und der Transistor  $T_1$  nicht-leitend vom Mikroprozessor 2 angesteuert, so

wird ein Strompfad von der die Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$  führenden Leitung 5 über die Widerstände  $R_2$  und  $R_3$  und den Transistor  $T_2$  nach Masse geöffnet. Als Folge hiervon stellt sich auf der Steuerleitung 4 ein erster Spannungspegel  $U_{H1} = U_{\text{Batt}}/(1 + R_2/R_3)$  ein, sofern die Sättigungsspannung  $U_{\text{CESAT}}$  des Transistors  $T_2$  vernachlässigt werden kann. Die Schwellenspannungen  $U_{S1}$  und  $U_{S2}$  der Komparatoren  $K_1$  und  $K_2$  sind nach Fig. 6a so gewählt, daß  $U_{S1} < U_{H1} < U_{S2} < U_{H2}$  gilt. Demzufolge springt das Potential am Ausgang des Komparators  $K_1$  von Low auf High (vgl. Fig. 6c) und damit wird der Treiberstrom  $I_E$  in die Basis des Darlington-Transistors als Strom  $I_{B1}$  umgeleitet, so daß über die Zündspule  $Z_S$ , den Darlington-Transistor  $T_D$  und den Stromshunt  $R_S$  ein Primärspulenstrom  $I_{PR}$  eingeschaltet wird (vgl. Fig. 6b). Dieser steigt abhängig von den Primärspulendaten (Primärspulenwiderstand  $R_{PR}$  und Induktivität der Primärspule  $L_{PR}$ ) exponentiell an. Gemäß Fig. 6d führt der Ausgang des Komparators  $K_2$  weiter Low-Potential mit der Folge, daß der Transistor  $T_3$  nach Fig. 7 weiterhin nicht angesteuert wird. In diesem Fall steigt das Potential  $U_F$  am Stromshunt  $R_S$  bis zu dem von der Gleichspannungsquelle  $G_{U_{S3}}$  erzeugten Referenzwert  $U_{S3}$  an. Bis zu diesem Zeitpunkt arbeitet der Darlington-Transistor  $T_D$  in der Sättigung und damit quasi als Schalter. Da der von den Widerständen  $R_7$  und  $R_8$  gebildete Spannungsteiler nicht wirksam ist, gelangt an den invertierenden Eingang des Komparators  $K_3$  die Spannung  $U_F$ . Wenn die Spannung  $U_F$  den Referenzwert  $U_{S3}$  erreicht hat, beginnt dieser Komparator  $K_3$  als Strombegrenzungsregelungseinheit zu arbeiten, indem er von dem Treiberstrom  $I_E$  genausoviel Strom  $I_R$  nach Masse ableitet, daß der verbleibende Ansteuerstrom  $I_{B2}$  in die Basis des Darlington-Transistors  $T_D$  noch ausreicht, einen Primärspulenstrom  $I_{PR}$  aufrechtzuhalten, welcher am Stromshunt  $R_S$  zu einem Potential  $U_F = U_{S3}$  führt. Dabei verläßt dieser Darlington-Transistor  $T_D$  seinen Sättigungsbereich und arbeitet nun in der Stromregelung mit höheren  $U_{CE}$ -Spannungswerten. Bei entsprechender Auslegung des Stromshunts  $R_S$  ergibt sich ein Endwert des Primärspulenstromes  $I_{PR}$  von beispielsweise 5 A.

Ein in dieser Phase leitend geschalteter Transistor  $T_1$  unterbricht über den Komparator  $K_1$  den Strom  $I_{B2}$  in den Darlington-Transistor  $T_D$ . Als Folge davon bricht der Zündspulenprimärstrom  $I_{PR}$  zusammen, was nach der Lenz'schen Regel am Kollektor des Darlington-Transistors  $T_D$  zu einer Induktionsspannung von  $U_{\text{IND}} = -L_{PR}/2 \cdot dI_{PR}/dt$  führt und damit auf der Sekundärseite des Zündtrafos ein über sein Übersetzungsverhältnis verstärkter Zündimpuls eingeleitet wird. Somit ist erkennbar, daß bei leitendem Transistor  $T_2$  und abwechselnd ein/aus-gesteuertem Transistor  $T_1$  sich die Strom/Spannungsverläufe gemäß den Fig. 6a bis 6d ergeben, wobei ein Spannungspegel  $U_{H1}$  auf der einzigen Steuerleitung 4 zwischen der Ansteuerstufe 3 und der Zündendstufe 1 anliegt.

Erfordern nun die in der Ansteuerschaltung 3, also in dem Mikroprozessor 2 eingehenden Daten einen Betrieb der Zündendstufe 1 mit gesteigerter Zündenergie, so wird dies durch das Nichtleitendschalten des Transistors  $T_2$  erreicht. Dies geschieht sinnvollerweise periodensynchron, d. h. während einer Low-Phase des Pegels auf der Steuerleitung 4. Damit ist zu Beginn der nächsten  $I_{PR}$ -Ladephase der Zündspule der Endwert des Primärspulenstromes  $I_{PR}$  bereits definiert. Wird nun neben dem Transistor  $T_2$  auch der Transistor  $T_1$  nicht-leitend geschaltet, so geht der Spannungspegel auf der

Steuerleitung 4 auf den Wert  $U_{H2} = U_{\text{Batt}}$ , da nun der Spannungsteiler aus den beiden Widerständen  $R_2$  und  $R_3$  jetzt nicht mehr wirksam ist. Damit liegt der Spannungspegel  $U_{H2}$  über der Spannungsschwelle  $U_{S2}$  des Komparators  $K_2$  (vgl. Fig. 6a), der dadurch an seinem Ausgang High-Potential führt und folglich den Transistor  $T_3$  nach Fig. 7 leitend schaltet, wodurch der Spannungsteiler mit den Widerständen  $R_7$  und  $R_8$  wirksam wird. Gleichzeitig gibt der Ausgang des Komparators  $K_1$  den Treiberstrom  $I_E$  zur Ansteuerung der Basis des Darlington-Transistor  $T_D$  wieder frei. Der ansteigende Primärspulenstrom  $I_{PR}$  wird nun nicht bei der Spannung  $U_F = U_{S3}$  begrenzt, sondern erst bei dem höheren Wert  $U_F = U_{S3} \cdot (1 + R_7/R_8)$ , weil erst bei dieser Spannung am invertierenden Eingang des Komparators  $K_3$  der Spannungswert  $U_{S3}$  erreicht wird. Bei entsprechender Dimensionierung des Spannungsteilers  $R_7/R_8$  wird ein Primärspulenstrom von beispielsweise 7,5 A erreicht. Die dazugehörigen Strom/Spannungsdiagramme zeigen die Fig. 6a bis 6d für einen Spannungspegel  $U_{H2}$  auf der Steuerleitung 4.

Fig. 8 stellt eine Modifikation der Schaltung zur Umschaltung des Primärspulenstromes nach Fig. 7 dar, wonach mit dem Ausgangspotential des Komparators  $K_2$  direkt der Referenzwert  $U_{S3}$  der Gleichspannungsquelle  $G_{U_{S3}}$  geschaltet wird und dafür die Spannung  $U_F$  am Stromshunt  $R_S$  direkt dem Komparator  $K_3$  zugeführt wird. Hierzu ist die Gleichspannungsquelle  $G_{U_{S3}}$  mit dem Spannungsteiler  $R_7/R_8$  verbunden, dessen Knoten direkt an den nicht-invertierenden Eingang des Komparators  $K_3$  angeschlossen ist. Falls der Transistor  $T_3$  nicht-leitend ist, liegt direkt der Referenzwert  $U_{S3}$  am nicht-invertierenden Eingang des Komparators  $K_3$ . Somit stellt sich ein erster Wert des Primärspulenstromes  $I_{PR}$  ein, falls die Spannung  $U_F$  am Stromshunt  $R_S$  den Referenzwert  $U_{S3}$  erreicht. Dagegen ist der Spannungsteiler  $R_7/R_8$  bei leitendem Transistor  $T_3$  wirksam, so daß sich ein zweiter Wert des Primärspulenstromes  $I_{PR}$  einstellt, falls die Spannung  $U_F$  am Stromshunt  $R_S$  den Wert  $U_{S3}/(1 + R_7/R_8)$  erreicht.

Die sich gemäß Fig. 5 ergebende Spannungspegel  $U_{H1} = U_{\text{Batt}}/(1 + R_2/R_3)$  und  $U_{H2} = U_{\text{Batt}}$  sind eine Funktion der Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$ . Damit ein Strom-Spannungsverlauf gemäß den Fig. 6a bis 6d über den gesamten Spannungsbereich der Batteriespannung (etwa von 6 V bis 18 V) gewährleistet ist, müssen die Spannungsschwellen  $U_{S1}$  und  $U_{S2}$  ebenfalls eine Funktion der Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$  sein. Dies geschieht am einfachsten dadurch, indem die Schwellenspannungen  $U_{S1}$  und  $U_{S2}$  jeweils Abgriffe eines Spannungsteilers zwischen der Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$  und dem Bezugspotential der Schaltung sind, wie in Fig. 5 gezeigt ist. Bei entsprechender Dimensionierung des Spannungsteilers  $R_2/R_3$  für die Spannungspegel  $U_{H1}$  und  $U_{H2}$  und des Spannungsteilers  $R_4/R_5/R_6$  für die Spannungsschwellen  $U_{S1}$  und  $U_{S2}$  ergibt sich eine Pegel- und Schwellenabhängigkeit als Funktion der Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$  gemäß der Fig. 9.

#### Patentansprüche

1. Verfahren zur Steuerung der Zündenergie einer Zündspule ( $Z_S$ ) einer Brennkraftmaschine, wobei eine den Primärspulenstrom ( $I_{PR}$ ) ein- und ausschaltende Endstufe (1) über eine Steuerleitung (4) mit einer Ansteuerschaltung (3) eines Mikroprozessors (2) verbunden ist, dadurch gekennzeichnet, daß zur Übertragung auf der Steuerleitung (4) ein

binäres Signal vom Mikroprozessor (2) derart erzeugt wird, daß es neben den Signalwerten "0" und "1" wenigstens einen weiteren Signalwert aufweist, der über die Signalthöhe codiert wird und in Abhängigkeit der aktuellen Motordaten eine Primärspulenstromvorwahl durch den Mikroprozessor (2) ermöglicht, daß die Endstufe (1) Auswertemittel ( $K_2$ ,  $G_{US2}$ ) zur Detektion der Signalthöhe ( $U_{H1}$ ,  $U_{H2}$ ) der weiteren Signalwerte aufweist, und daß die Endstufe (1) Steuermittel ( $K_3$ ,  $T_3$ ,  $R_7$ ,  $R_8$ ) umfaßt, die in Abhängigkeit der detektierten Signalthöhe ( $U_{H1}$ ,  $U_{H2}$ ) eine Einstellung des Primärspulenstromes ( $I_{PR}$ ) vornehmen.

2. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuerleitung (4) ansteuerseitig wahlweise mit einer ersten Konstantstromquelle ( $G_{I1}$ ) oder der ersten und einer zweiten Konstantstromquelle ( $G_{I2}$ ) verbunden werden können, daß zur Einstellung eines ersten Wertes des Primärspulenstromes der Strom ( $I_1$ ) der ersten Konstantstromquelle ( $G_{I1}$ ) endstufenseitig an einem Arbeitswiderstand ( $R_1$ ) einen ersten Spannungspegel ( $U_{H1}$ ) erzeugt, der die Signalthöhe eines ersten weiteren Signalwertes des binären Signals darstellt, und daß zur Einstellung eines zweiten Wertes des Primärspulenstromes der Summenstrom der Ströme ( $I_1$ ,  $I_2$ ) der ersten und zweiten Konstantstromquelle ( $G_{I1}$ ,  $G_{I2}$ ) oder nur der Strom ( $I_2$ ) der zweiten Konstantstromquelle ( $G_{I2}$ ) an dem Arbeitswiderstand ( $R_1$ ) einen zweiten Spannungspegel ( $U_{H2}$ ) erzeugt, der die Signalthöhe eines zweiten weiteren Signalwertes des binären Signals darstellt.

3. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuerleitung (4) ansteuerseitig an einer Z-Diode (Z) angeschlossen ist, die ihrerseits über einen elektronischen Schalter ( $T_2$ ) mit dem einen Betriebspotential der Schaltungsanordnung verbunden werden kann, daß die Steuerleitung (4) endstufenseitig mit dem anderen Betriebspotential der Schaltungsanordnung verbunden ist, und daß zur Einstellung eines ersten bzw. zweiten Wertes des Primärspulenstromes der elektronische Schalter ( $T_2$ ) geschlossen bzw. geöffnet wird, wodurch auf der Steuerleitung (4) ein erster bzw. zweiter Spannungspegel ( $U_{H1}$ ,  $U_{H2}$ ) erzeugt wird, der der Signalthöhe eines ersten bzw. zweiten weiteren Signalwertes des binären Signals entspricht.

4. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuerleitung (4) ansteuerseitig an einen ersten Widerstand ( $R_3$ ) angeschlossen ist, der seinerseits über einen elektronischen Schalter ( $T_2$ ) mit dem einen Betriebspotential der Schaltungsanordnung verbunden werden kann, daß die Steuerleitung (4) endstufenseitig über einen zweiten Widerstand ( $R_2$ ) mit dem anderen Betriebspotential der Schaltungsanordnung verbunden ist, und daß zur Einstellung eines ersten bzw. zweiten Wertes des Primärspulenstromes ( $I_{PR}$ ) der Schalter ( $T_2$ ) geschlossen bzw. geöffnet wird, wodurch auf der Steuerleitung (4) ein erster bzw. zweiter Spannungspegel ( $U_{H1}$ ,  $U_{H2}$ ) erzeugt wird, der der Signalthöhe eines ersten bzw. zweiten weiteren Signalwertes des binären Signals entspricht.

5. Schaltungsanordnung zur Durchführung des

Verfahrens nach Anspruch 1 mit einem Leistungsschalter ( $T_D$ ) und einem Stromshunt ( $R_S$ ) im Primärstromkreis der Zündspule ( $Z_S$ ), dadurch gekennzeichnet, daß als Auswertemittel eine erste Vergleichsschaltung ( $K_2$ ) vorgesehen ist, die einen ersten vorgegebenen Spannungsschwellwert ( $U_{S2}$ ) mit der Signalthöhe des auf der Steuerleitung (4) anliegenden Binärsignals vergleicht, daß parallel zum Stromshunt ( $R_S$ ) ein Spannungsteiler ( $R_7$ ,  $R_8$ ) geschaltet ist, der über einen elektronischen Schalter ( $T_3$ ) mittels der ersten Vergleichsschaltung ( $K_2$ ) in Abhängigkeit von deren Vergleichsergebnis zu- oder abgeschaltet wird, und daß eine zweite Vergleichsschaltung ( $K_3$ ) vorgesehen ist, die den am Knotenpunkt des Spannungsteilers ( $R_7$ ,  $R_8$ ) auftretenden Spannungswert mit einem zweiten Spannungsschwellwert ( $U_{S3}$ ) vergleicht und in Abhängigkeit vom Vergleichsergebnis den Endwert des Primärspulenstromes ( $I_{PR}$ ) über den Leistungsschalter ( $T_D$ ) regelt.

6. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1 mit einem Leistungsschalter ( $T_D$ ) und einem Stromshunt ( $R_S$ ) im Primärstromkreis der Zündspule ( $Z_S$ ), dadurch gekennzeichnet, daß als Auswertemittel eine erste Vergleichsschaltung ( $K_2$ ) vorgesehen ist, die einen ersten vorgegebenen Spannungsschwellwert ( $U_{S2}$ ) mit der Signalthöhe des auf der Steuerleitung (4) anliegenden Binärsignals vergleicht, daß eine Spannungsquelle ( $G_{US3}$ ) zur Erzeugung eines zweiten Spannungsschwellwertes ( $U_{S3}$ ) vorgesehen ist, daß ein Spannungsteiler ( $R_7$ ,  $R_8$ ) über einen elektronischen Schalter ( $T_3$ ) mittels der ersten Vergleichsschaltung ( $K_2$ ) in Abhängigkeit von deren Vergleichsergebnis an die Spannungsquelle ( $G_{US3}$ ) schaltbar ist, und daß eine zweite Vergleichsschaltung ( $K_3$ ) vorgesehen ist, die den am Knotenpunkt des Spannungsteilers ( $R_7$ ,  $R_8$ ) auftretenden Spannungswert mit dem Spannungsabfall ( $U_F$ ) am Stromshunt ( $R_S$ ) vergleicht und in Abhängigkeit von dem Vergleichsergebnis den Endwert des Primärspulenstromes ( $I_{PR}$ ) über den Leistungsschalter ( $T_D$ ) regelt.

Hierzu 8 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

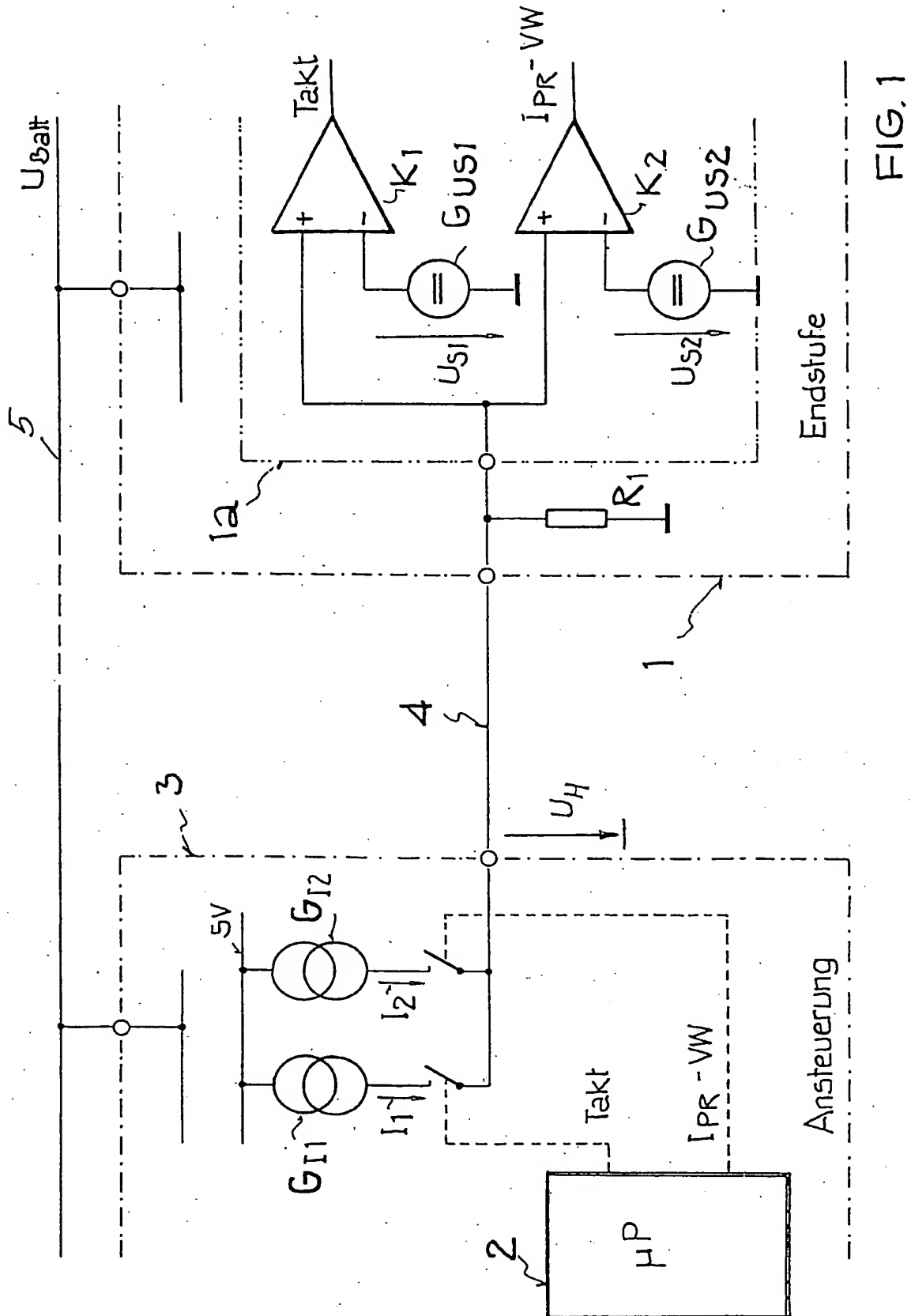


FIG. 1

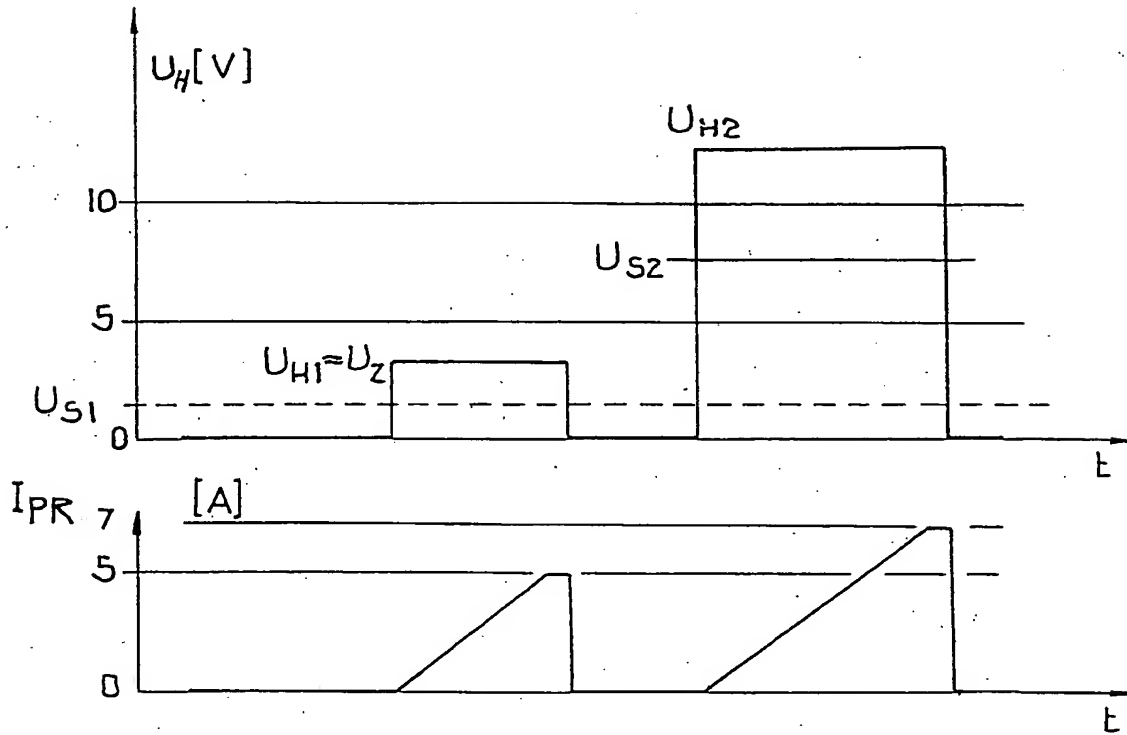


FIG. 4

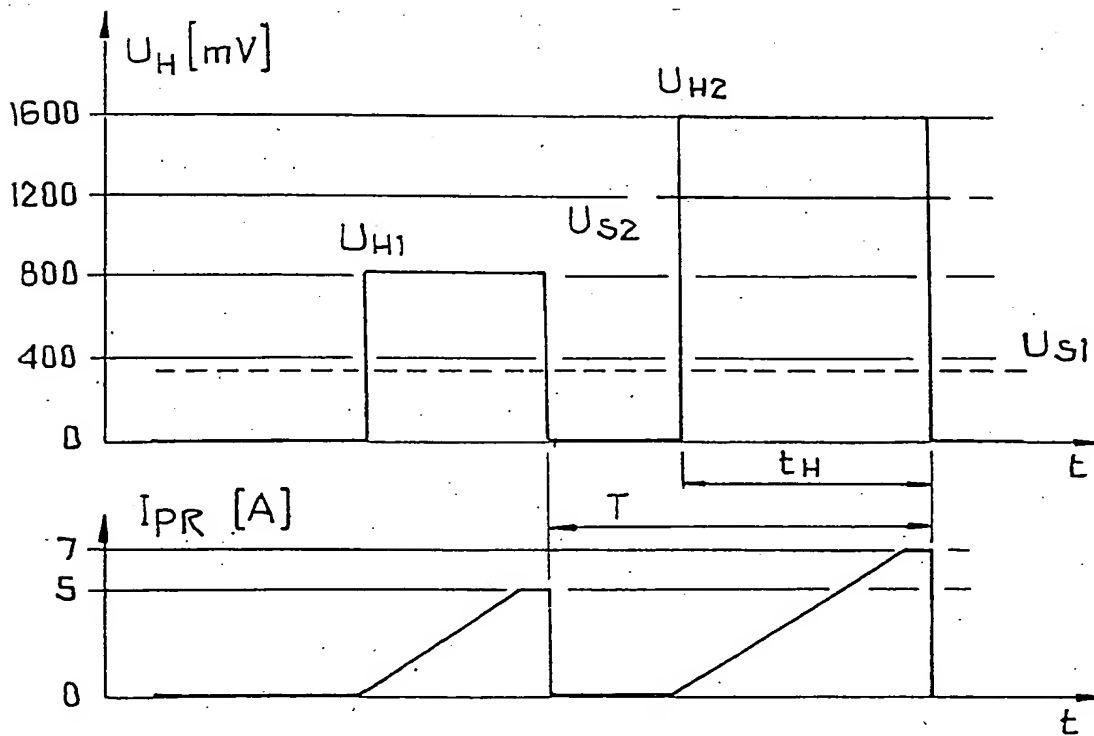


FIG. 2



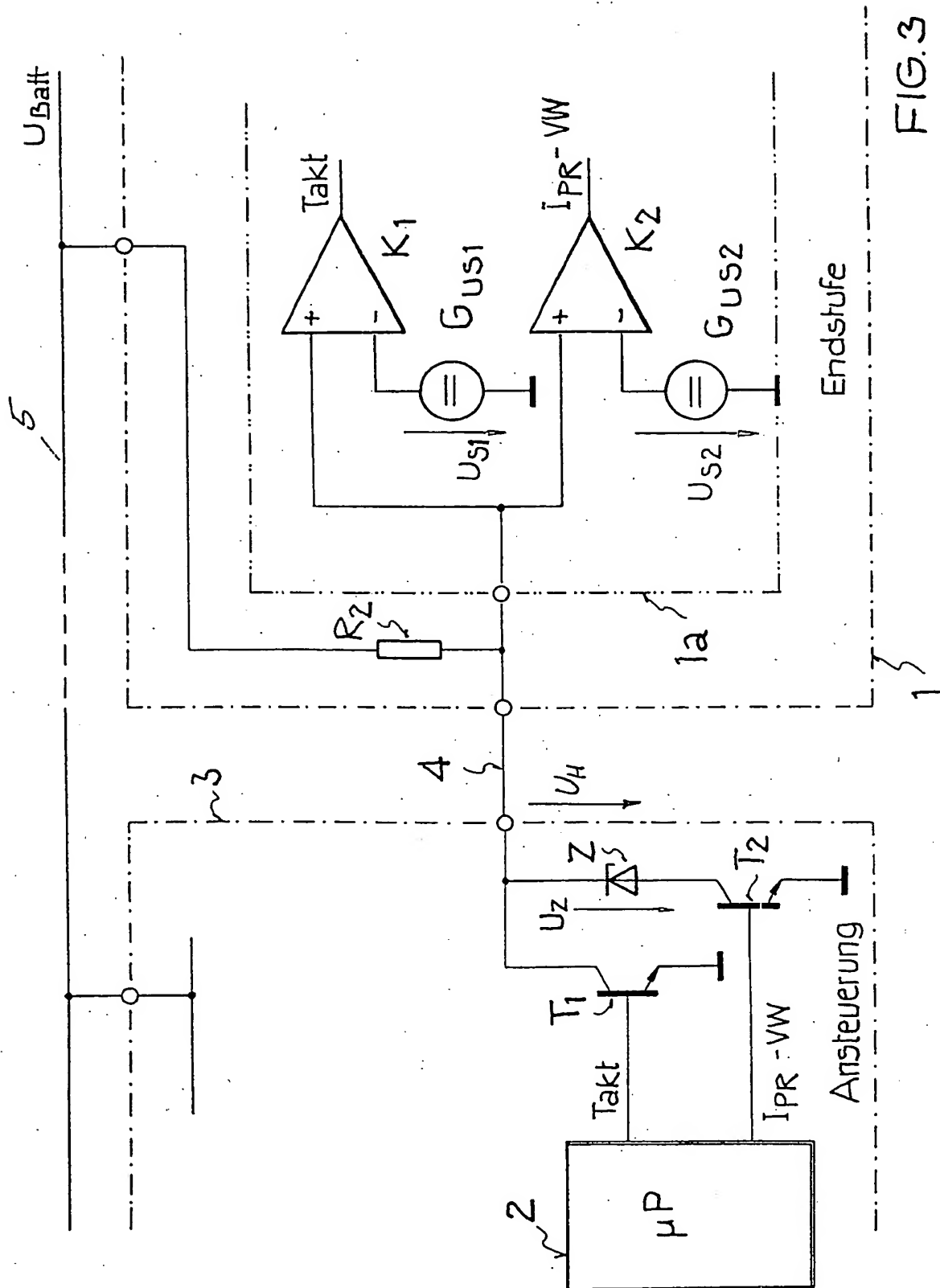
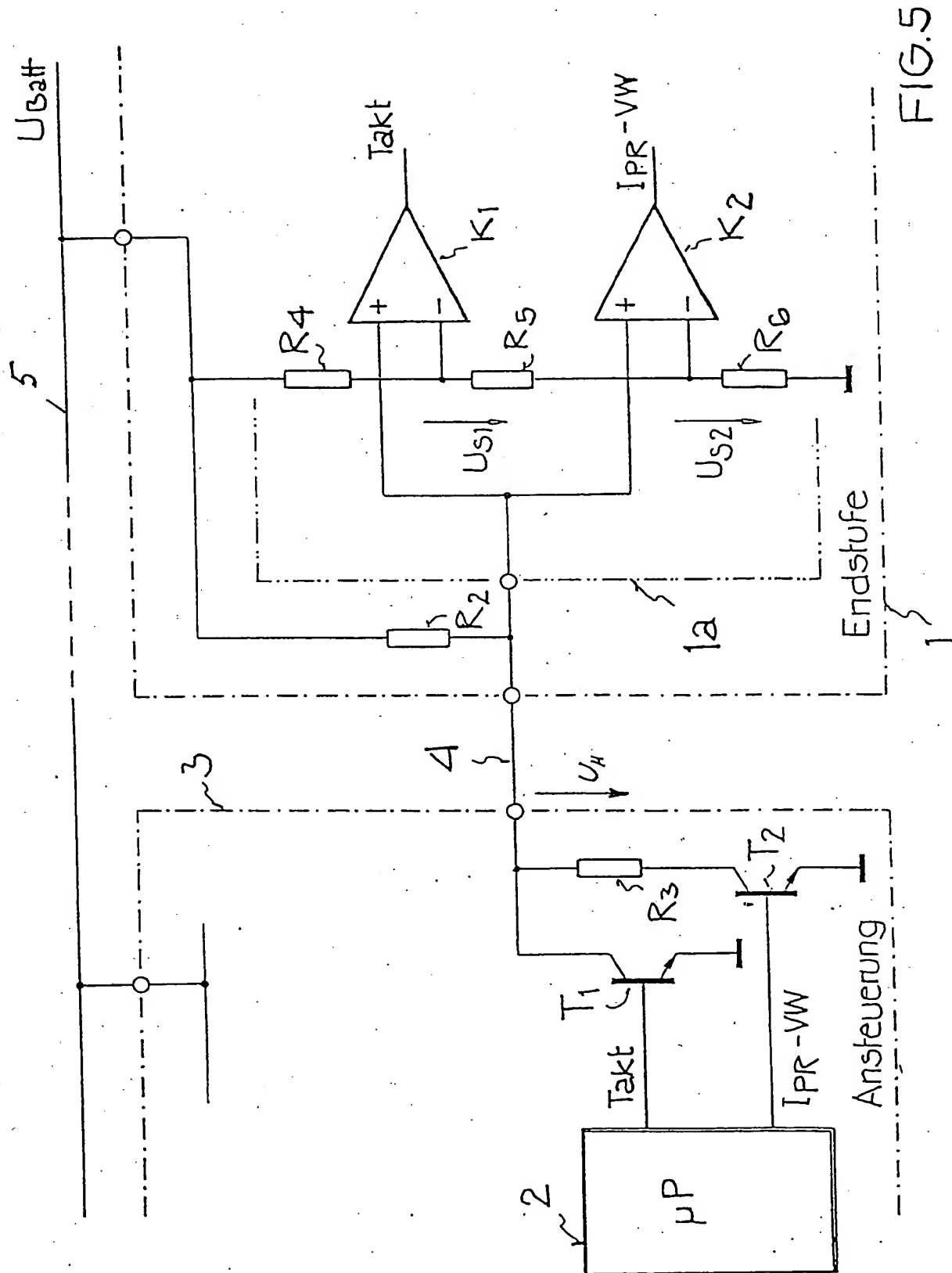
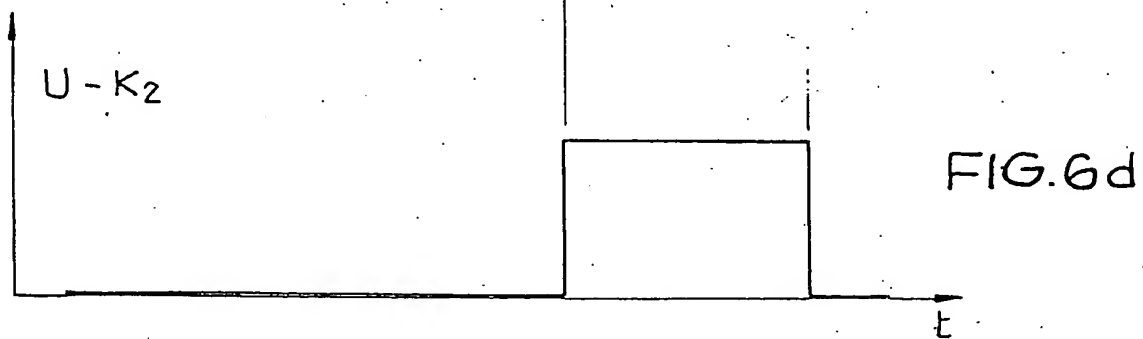
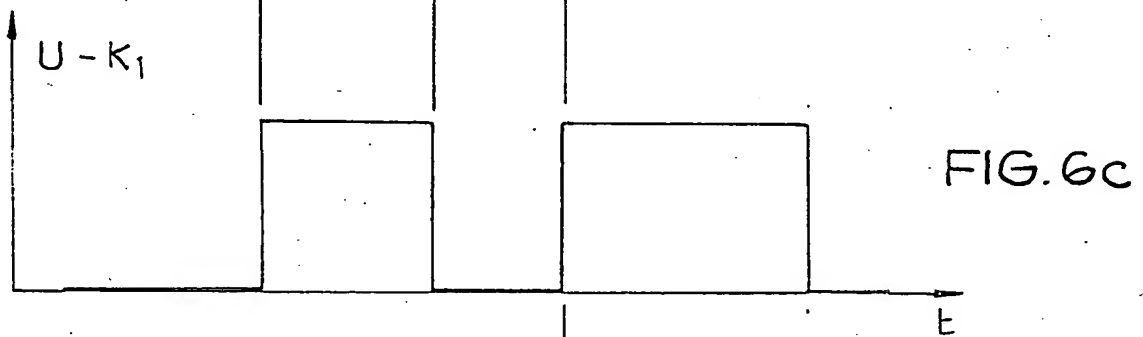
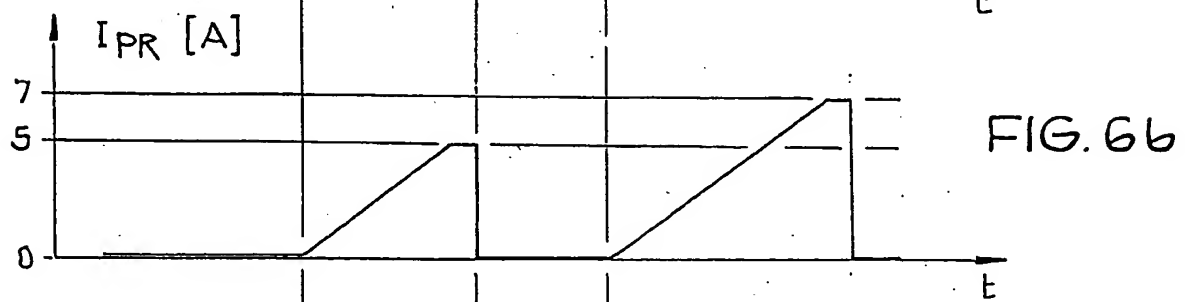
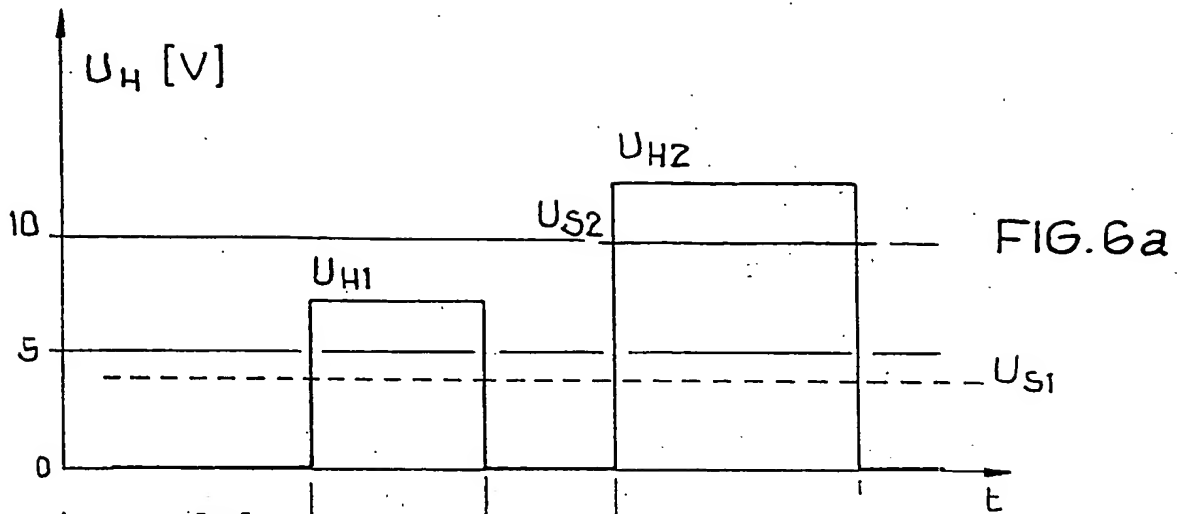


FIG. 3





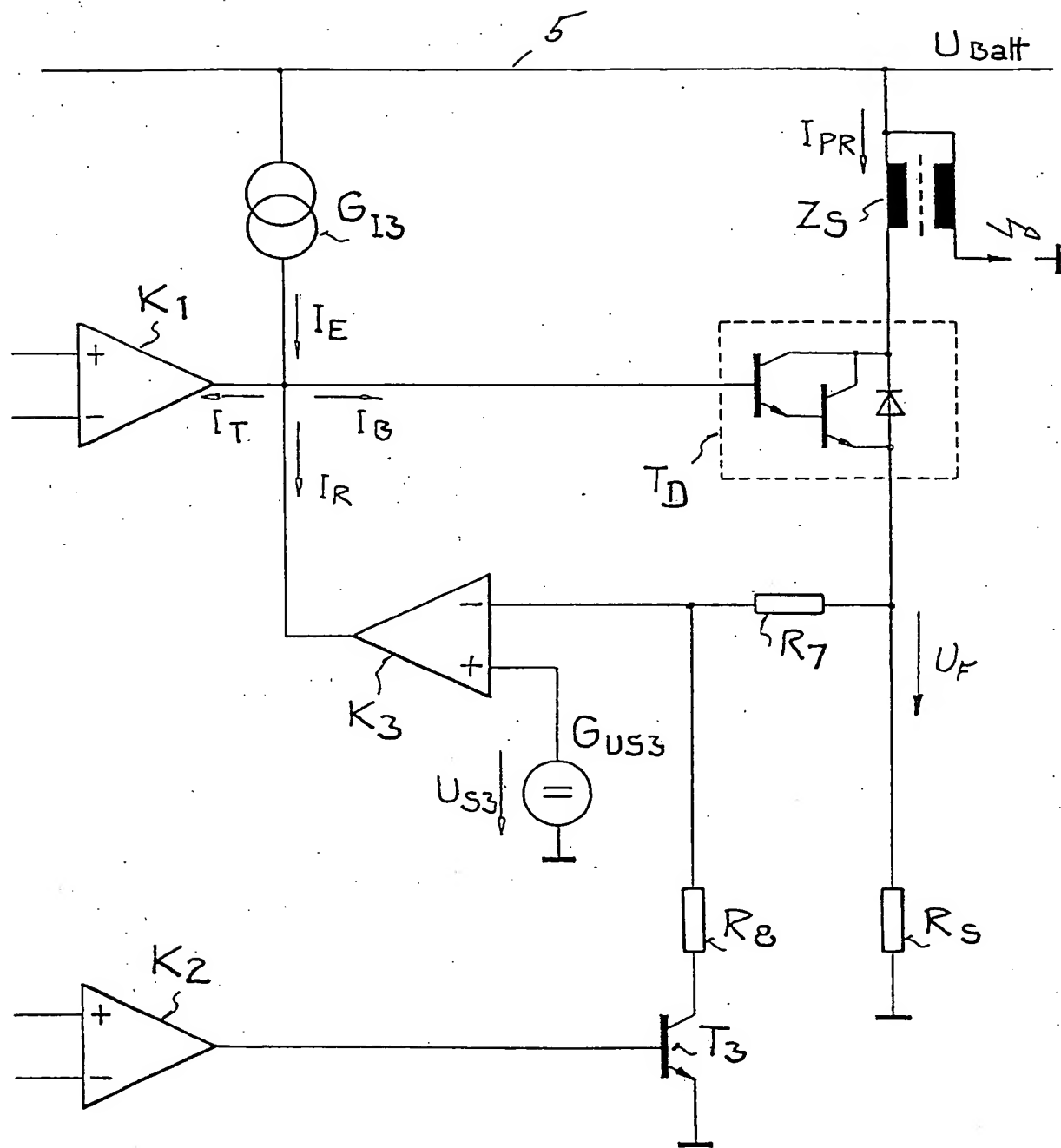


FIG.7

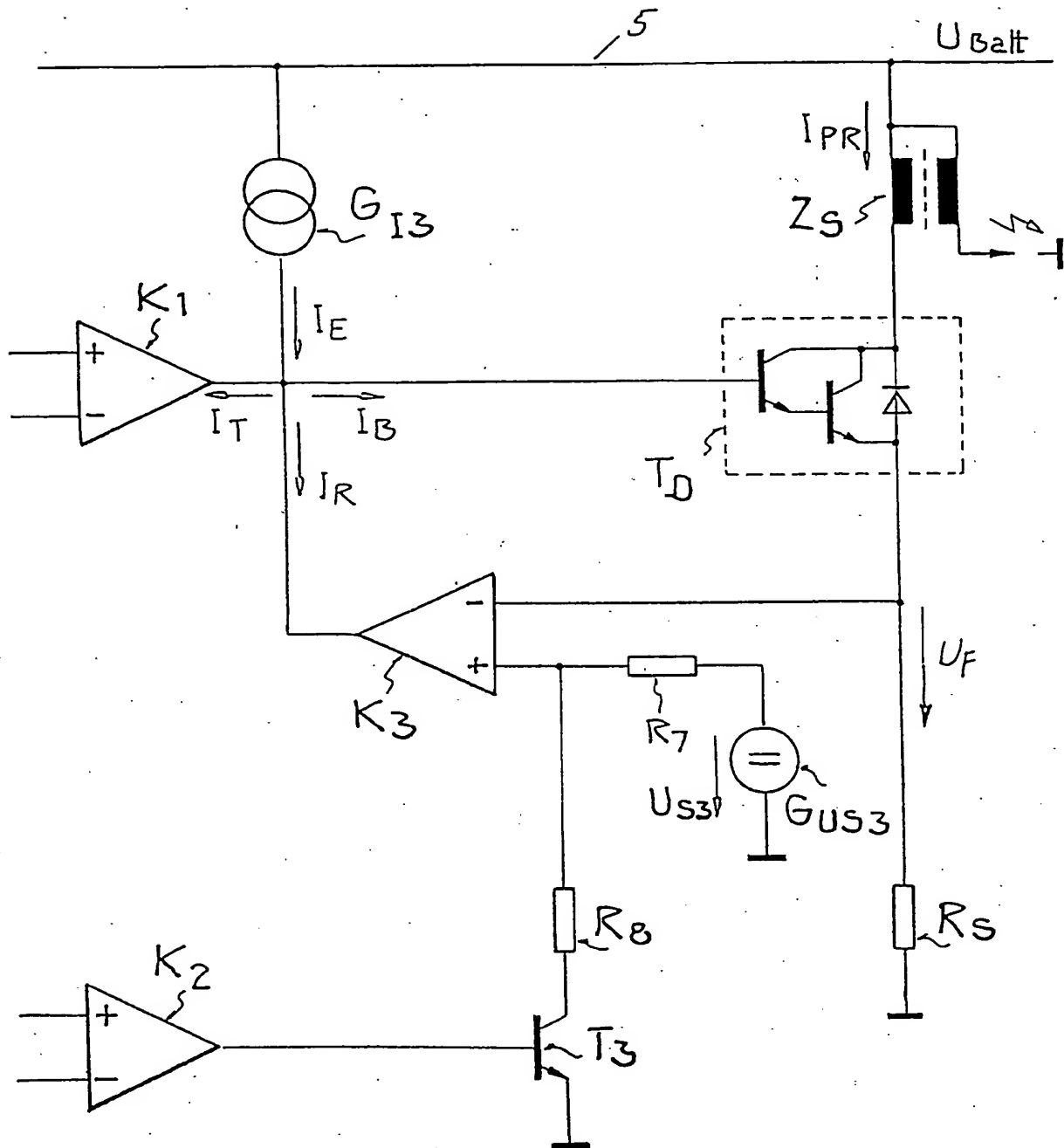


FIG.8

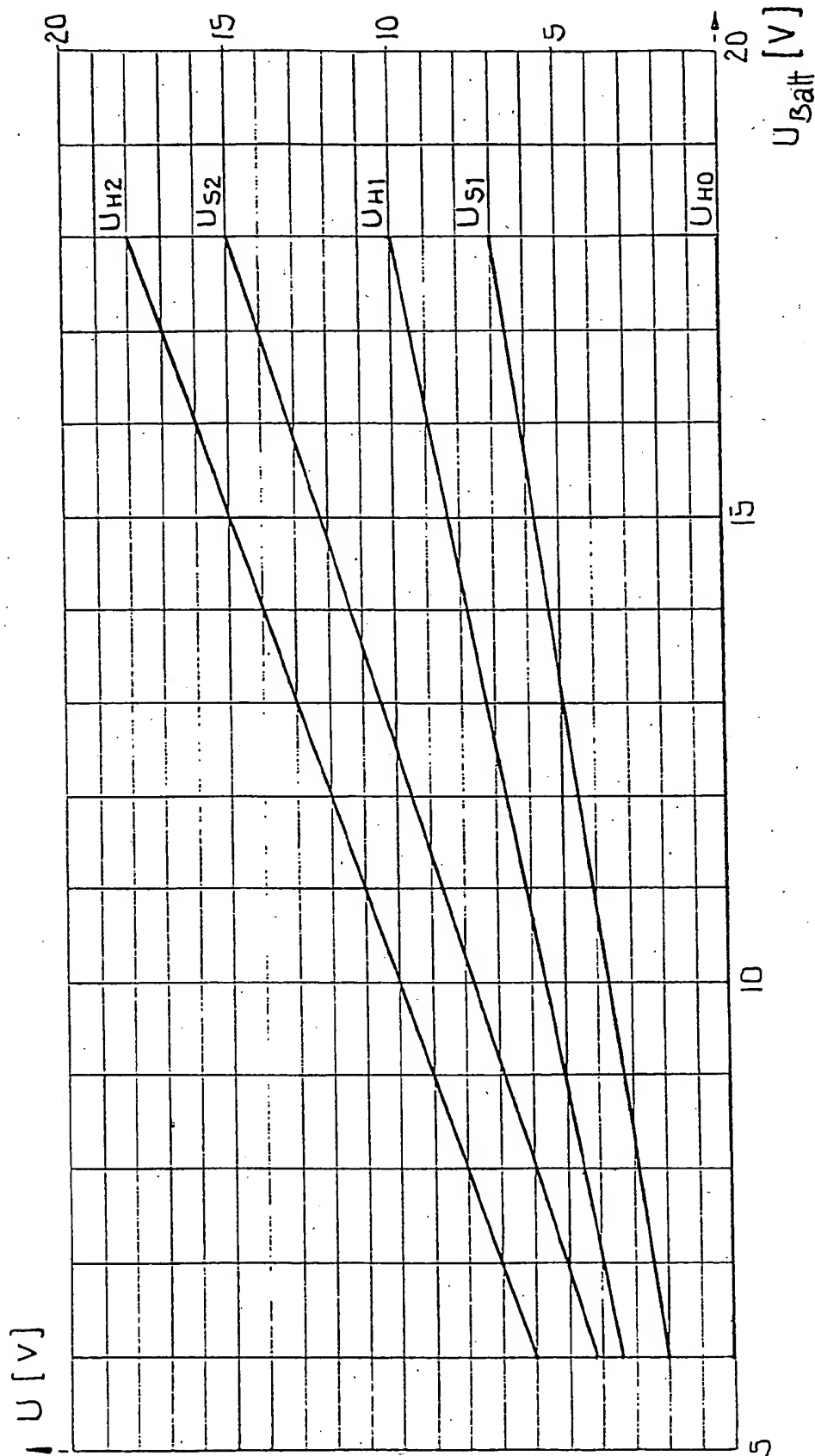


FIG. 9